



⑮ **BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENTAMT**

⑫ **Übersetzung der
europäischen Patentschrift**

⑯ **EP 0516 617 B 1**

⑩ **DE 690 31 985 T 2**

⑤① Int. Cl.⁶:
G 08 C 19/02
G 08 C 19/04
G 08 C 19/16
H 03 L 7/00
A 61 N 1/36

DE 690 31 985 T 2

②①	Deutsches Aktenzeichen:	690 31 985.1
⑥⑤	PCT-Aktenzeichen:	PCT/US90/01815
⑥⑥	Europäisches Aktenzeichen:	90 906 708.4
⑥⑦	PCT-Veröffentlichungs-Nr.:	WO 91/16696
⑥⑧	PCT-Anmeldetag:	23. 4. 90
⑥⑨	Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung:	31. 10. 91
⑥⑩	Erstveröffentlichung durch das EPA:	9. 12. 92
⑥⑪	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	21. 1. 98
④⑦	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	2. 7. 98

⑦③ **Patentinhaber:**
Pacesetter, Inc., Sylmar, Calif., US

⑦④ **Vertreter:**
Kirschner & Kurig, 81479 München

⑧④ **Benannte Vertragsstaaten:**
DE, FR, GB, IT, NL, SE

⑦⑦ **Erfinder:**
SILVIAN, Sergiu, La Crescenta, CA 91214, US

⑨④ **HOCHGESCHWINDIGKEITS-TELEMETRIESYSTEM MIT REFLEKTIERTER IMPEDANZ FÜR IMPLANTIERBARE VORRICHTUNG**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 690 31 985 T 2

17.02.99

90 906 708.4

PACESETTER, INC.

Hintergrund der Erfindung

Feld der Erfindung

Die vorliegende Erfindung betrifft im allgemeinen ein Telemetriesystem zur Verwendung in medizinischen Einrichtungen verschiedener Typen und für verschiedene Zwecke, die in einem menschlichen Körper implantierbar sind, und insbesondere ein Telemetriesystem, welches Daten bei einer verhältnismäßig hohen Rate übertragen wird, wobei ein hohes Maß an Genauigkeit beibehalten wird.

Mit der immer mehr schrumpfenden Größe von elektronischen Schaltungen wurde die Implantation von elektronischen medizinischen Einrichtungen in den menschlichen Körper mehr und mehr üblich. Obwohl die am meisten allgemein bekannte dieser Einrichtungen der Herzschrittmacher ist, gibt es eine Vielzahl von Einrichtungen, die in dem menschlichen Körper implantiert werden, einschließlich Einrichtungen zur Stimulation und/oder Abtastung des Gehirns, von Nerven, des Rückenmarkstranges, von Muskeln, Knochen, Sehnen oder anderen Körperorganen oder -geweben.

Von den Fachleuten in dieser Technik wird zugegeben werden, daß solche implantierbaren Einrichtungen in zunehmendem Maße komplex werden, und daß mehr Funktionen in einen verhältnismäßig kleinen elektronischen Chip oder eine Schaltung hineingepackt werden können. Implantierbare, medizinische Einrichtungen haben Zweirichtungstelemetrie während einer Anzahl während einer Anzahl von Jahren verwendet. Die Informationen, die zwischen der implantierten Einrichtung und einem externen Empfänger übertragen werden, können beispielsweise die Einrichtung identifizierende Informationen, biologische Daten, gegenwärtige Betriebsparameter der Einrichtung, technische Informationen, die den ordnungsgemäßen Betrieb der Einrichtung betreffen, der Batterieladezustand, revidierte Betriebsparameter (Programmierungsinformation) für

die Einrichtung und die Verifikation von Informationen sein, die zwischen der implantierten Vorrichtung und einem externen Transceiver übertragen werden.

Mit einer immer weiter ansteigenden Menge von Daten, die verarbeitet und in der implantierten Vorrichtung zur Verfügung gestellt werden, hat es einen entsprechenden Anstieg in dem Bedarf gegeben, mehr Daten von der implantierten Vorrichtung an dem externen Transceiver zur Analyse, zum Umprogrammieren der implantierbaren Vorrichtung oder zu anderen Zwecken zu übertragen. Der Bedarf, mehr Daten in beiden Richtungen zu übertragen, hat auch die erforderliche Zeit außerordentlich erhöht, um die implantierte Vorrichtung sowohl abzufragen als auch die implantierte Vorrichtung umzuprogrammieren. Die obere Grenze für die Menge an Daten, die zwischen der implantierten Vorrichtung und dem externen Transceiver fließen, wurde daher direkt proportional zu der Zeitdauer, die vernünftigerweise in Anspruch genommen werden kann, um die implantierte Vorrichtung abzufragen und umzuprogrammieren.

Folglich ist es erwünscht, eine Datenübertragung zwischen der implantierten Vorrichtung und dem externen Transceiver mit einer hohen Rate zu erreichen, um dieses künstliche Hindernis zu eliminieren und die Kommunikation zwischen der implantierten Vorrichtung und dem externen Transceiver zu maximieren. Selbstverständlich kann eine Erhöhung in der Datenaustauschrate nicht auf Kosten der Genauigkeit in der medizinischen Vorrichtung erreicht werden, insbesondere, wenn die Vorrichtung eine lebenserhaltende Vorrichtung, beispielsweise ein Schrittmacher, ist. Absolute Genauigkeit ist erforderlich, und es ist ersichtlich, daß eine Erhöhung in der Datentransferrate durch eine Erhöhung in der Zeitdauer zunichte gemacht werden kann, die dazu verwendet wird, Daten zu verifizieren, um das Maß an erforderlicher Genauigkeit sicherzustellen.

Die jüngste Entwicklung von LSI-Schaltkreisen, die Analog-zu-Digital-Umsetzer mit geringem Strombedarf umfassen, hat die Verwendung solcher Umsetzer in implantierbaren Vorrichtungen möglich gemacht. Es gibt selbstverständlich Einschränkungen, die die Ausführung von neuen, implantierbaren Systemen oder Teilen davon begleiten, wobei die meisten

einschränkende Begrenzung der Stromverbrauch durch das System ist. Implantierte Systeme werden herkömmlich durch eine langlebige, nicht ersetzbare, interne Batterie mit Strom versorgt, und der Stromverbrauch eines Telemetrie-Untersystems kann möglicherweise so der wichtigste Designfaktor werden, der zu beachten ist.

Früher bekannte Einrichtungen haben verschiedene Verfahren der nicht-invasiven Kommunikation durch die Haut verwirklicht. Beispielsweise zeigt das U.S.-Patent Nr. 4,223,679 von Schulman et al., daß auf den Übertragungsnehmer der vorliegenden Erfindung übertragen worden ist, eine implantierbare Einrichtung, die wenig oder keinen Strom verwendet, um die Information zu übertragen, indem sie auf eine reflektierte Impedanz einer internen LC-Schaltung zurückgreift. Die internen Modulationsschaltungen in der implantierten Einrichtung übertragen digitale oder analoge Daten durch Modulation der reflektierten Impedanz, und der externe Transceiver verwendet einen Oszillator, der variierende Frequenz- und Amplitudenausgänge hat, die durch einen gekoppelten RF-Magnetfeldträger auf eine L-C-Schaltung in dem externen Transceiver bestimmt werden. Das System arbeitet gut, hat jedoch unglücklicherweise Geschwindigkeitseinschränkungen, die es ungeeignet machen, um die Menge von Information zu übertragen, die hier ins Auge gefaßt wird.

Ein anderer Typ einer Vorrichtung verwendet einen Sender des aktiven Typs, wobei die übertragene Energie von der Batterie der implantierten Vorrichtung genommen wird. Dieser Vorrichtungstyp, der in dem U.S.-Patent Nr. 4,281,664 von Duggan gezeigt ist, hat eine Datenrate, die auf etwa 100 BPS (Bits pro Sekunde) begrenzt ist. Eine andere Vorrichtung, die einen Sender des aktiven Typs verwendet, ist in dem U.S.-Patent Nr. 4,453,162 von Daly et al. gezeigt. Die Vorrichtung von Daly et al. kann nicht mehr als 0,25 bis 0,05 bps/Trägerzyklus erreichen, eine Rate, die für die Anwendungen zu niedrig ist, die ins Auge gefaßt werden.

Ein weiteres Telemetriesystem ist in dem U.S.-Patent Nr. 4,681,111 gezeigt, welches die Geschwindigkeit der Vorrichtung, die in dem oben erwähnten U.S.-Patent Nr. 4,223,679 offenbart ist, erhöht. Die maximale Rate dieser Vorrichtung

ist jedoch immer noch durch die Bandbreite des L-C-Oszillators der externen Vorrichtung begrenzt. Der Fachmann in dieser Technik wird auch anerkennen, daß es nicht praktisch ist, die Trägerfrequenz über etwa acht kHz zu erhöhen, da das Metallgehäuse der implantierten Vorrichtung Wirbelströme erfährt, die groß genug sind, um das Signal in signifikanter Weise zu dämpfen. Zusätzlich führt eine Erhöhung der Trägerfrequenz dazu, daß eine elektromagnetische Interferenz von den Videodisplayanschlüssen, die im allgemeinen bei etwa 16 kHz liegen, ein signifikantes Problem wird. Folglich können Techniken, die eine Anzahl von Trägerfrequenzzyklen für jedes Signalbit erfordern, nur eine Geschwindigkeit von zwei bis vier kBPS erreichen.

Eine mögliche Lösung ist in meiner U.S.-Patentanmeldung Nr. 07/085,914 offenbart. Dieses System verwendet sowohl In-Phasen, als auch Quadratur-Datenkomponenten, und beide Datenkomponenten werden frequenzmäßig in ein einziges, zu übertragendes sinusartiges Signal moduliert, dessen Frequenz zwischen zwei ausgewählten Frequenzen variiert. Das Signal wird vorzugsweise durch einen kohärenten Decoder empfangen und in In-Phasen und Quadratur-Komponenten decodiert, die dann integriert und abgetastet werden, um zwei übertragene In-Phasen- und Quadratur-Datenkomponenten zu erzeugen, die dann rekombiniert werden können, um die übertragenen Daten zu erzeugen. Das System erfordert nur eine geringe Leistung und ist in der Lage, bei einer verhältnismäßig hohen Datenrate zu arbeiten, während ein hohes Maß an Genauigkeit aufgrund der Aufsplittung des Signals in die In-Phasen- und Quadratur-Datenkomponenten aufrechterhalten wird.

Es wird jedoch anzuerkennen sein, daß es einen erheblichen Bedarf für andere Telemetriesysteme gibt, die in der Lage sind, Daten mit einer Rate genau zu senden und zu empfangen, die es ermöglicht, die erheblichen Datenmengen, die bei augenblicklichen, implantierbaren Systemen verwendet werden, bequem in einer relativ kurzen Zeitdauer zu senden. Der Strom, der von dem implantierbaren Teil eines solchen Systems benötigt wird, muß minimal sein, so daß die Lebensdauer der Batterie nicht nachteilig beeinflusst wird. Das System sollte kompakt sein, so daß es nicht erheblich zu dem Platzbedarf beiträgt, der von der

implantierten Vorrichtung benötigt wird. Schließlich ist es auch ein Ziel, daß alle die oben erwähnten Vorteile und Ziele erreicht werden, ohne daß erhebliche, relative Nachteile in Kauf genommen werden.

Zusammenfassung der Erfindung

Die Nachteile und Einschränkungen oben diskutierten Standes der Technik werden durch die vorliegende Erfindung überwunden, die gemäß den beigefügten Ansprüchen definiert ist. Bei dieser Erfindung wird eine Servoschleife einer herkömmlichen, eine reflektierte Impedanz empfangenden, am vorderen Ende angeordneten Schaltung hinzugefügt, die einen AM-Demodulator verwendet. Solch eine Schaltung hat typischerweise einen externen Induktor parallel zu einem Kondensator, um den Induktor auf einen implantierten Induktor abzustimmen, von dem die Information übertragen wird. Der AM-Demodulator ist über der parallelen LC-Kombination angeschlossen. Ein Oszillator wird verwendet, um die LC-Schaltung mit einer gewünschten Frequenz anzutreiben.

Durch die vorliegende Erfindung wird eine Servoschleife zwischen dem Ausgang des AM-Demodulators und dem Oszillator hinzugefügt. Die Rückkopplungsschleife vergleicht den Spannungsausgang von dem AM-Demodulator mit einer Bezugsspannung und arbeitet daher so, daß die Spannung über der LC-Schaltung über die Zeit konstantgehalten wird. Die Rückkopplungsschleife beeinflußt nicht die kurzzeitigen Schwankungen in der Spannung über dem LC-Schaltkreis, die durch die Schwankungen in der reflektierten Impedanz verursacht werden, da die Datenübertragungsfrequenz, die mit dem System der vorliegenden Erfindung möglich ist, verhältnismäßig hoch ist.

Der Frequenzrespons des Systems der vorliegenden Erfindung ist daher auf den gewünschten Respons abgestimmt, der von einem Hochgeschwindigkeits-Telemetrikkanal gefordert wird. Hauptsächlich kann der Frequenzrespons des Systems (der Respons auf die Modulation der implantierten Vorrichtung), der als Mittenfrequenz und Bandbreite spezifiziert ist, unabhängig von den Parametern des LC-Oszillators durch die Verwendung der Servoschleife spezifiziert werden. Während der Frequenzrespons des Systems ohne die Schleife von einem



Maximalwert bei einer Frequenz gleich Null abfällt, wird der Frequenzrespons des Systems der vorliegenden Erfindung mit der Schleife verschoben (so daß er um eine Mittenfrequenz zentriert ist), was wiederum eine Übertragung bei einer wesentlich höheren Datenrate ermöglichen wird.

Ein Verstärker und Bandpaßfilter wird durch den Ausgang des AM-Demodulators angetrieben, wobei der Ausgang von dem Verstärker und Bandpaßfilter einen Decoder antreibt. Alternativ kann ein FM-Demodulator zusätzlich zu dem AM-Demodulator verwendet werden, um das Signal zu demodulieren, bevor es an den Verstärker und Bandpaßfilter und den Decoder zugeführt wird. Der AM-Demodulator bleibt jedoch in der Schaltung und wird immer noch als einstückiger Teil der Servoschleife benutzt.

Das System der vorliegenden Erfindung ist auf diese Weise in der Lage, Daten mit einer hohen Raten zu übertragen und zu empfangen. Die Energie, die von dem implantierten Teil solch eines Systems benötigt wird, basiert auf der Energie, die von der externen Vorrichtung geliefert wird, und die implantierte Vorrichtung muß nur einen minimalen Strombedarf liefern, und als solches beeinflußt das System der vorliegenden Erfindung die Batterielebensdauer nicht nachteilig. Das System ist kompakt, so daß es nicht erheblich zu dem Platzbedarf der implantierten Vorrichtung beiträgt. Schließlich werden alle die oben erwähnten Vorteile und Ziele erreicht, ohne irgendwelche erheblichen, relativen Nachteile in Kauf zu nehmen.

Beschreibung der Zeichnungen

Diese und andere Vorteile der vorliegenden Erfindung werden am besten unter Bezugnahme auf die Zeichnungen verständlich, in denen:

- Figur 1 eine funktionelle, schematische Darstellung eines bekannten Telemetriesystems mit reflektierter Impedanz ist, das mit einem AM-Demodulator in dem Empfangsende verwendet wird;
- Figur 2 die Basisband-Äquivalenzschaltung zur der Schaltung zeigt, die in Figur 1 gezeigt ist;

- Figur 3 die Einschränkungen in dem Frequenz-Ansprechverhalten des in Figur 1 gezeigten Systems zeigt;
- Figur 4 eine funktionale, schematische Darstellung eines Hochgeschwindigkeits-Telemetriesystems mit reflektierter Impedanz ist, welches entsprechend der Lehre der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist;
- Figur 5 das Hochgeschwindigkeits-Frontende des Empfängers des in Figur 4 gezeigten Telemetriesystems darstellt, wobei ein AM-Demodulator in Verbindung mit einer geschlossenen Servo-Rückkopplungsschaltung verwendet wird, die den Oszillator antreibt;
- Figur 6 die Bandpaß-Äquivalenzschaltung zu der in Figur 5 gezeigten Schaltung darstellt;
- Figur 7 die Basisband-Äquivalenzschaltung zu der in Figur 6 gezeigten Schaltung darstellt;
- Figur 8 das System-Frequenzansprechverhalten der in Figur 5 gezeigten Schaltung darstellt;
- Figur 9 ausgewählte Signale in dem Sender und dem Empfänger zeigt; und
- Figur 10 eine funktionale, schematische Darstellung eines Hochgeschwindigkeits-Telemetriesystems mit reflektierter Impedanz ähnlich dem in Figur 4 gezeigten System ist, wobei jedoch zusätzlich ein FM-Demodulator verwendet wird.

Detaillierte Beschreibung des bevorzugten Ausführungsbeispiels

Bevor das bevorzugte Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung diskutiert wird, ist es nützlich, ein bekanntes Telemetriesystem mit reflektierter Impedanz zu überprüfen und seine Unzulänglichkeiten festzustellen. Solch ein System ist in Figur 1 gezeigt, die sowohl den implantierten als auch den externen Teil eines solchen Systems darstellt. Ein Induktor oder eine Spule 20 ist auf eine Resonanzfrequenz f_0 durch einen Kondensator 22 abgestimmt, der parallel über dem Induktor 20 angeschlossen ist. Ebenfalls parallel über dem Induktor 20 und dem Kondensator 22 ist ein Halbleiterschalter 24 mit niedriger Impedanz parallel geschaltet, der typischerweise eine CMOS-Vorrichtung ist.

Ein externer Empfänger, der verwendet wird, um die von der implantierten Vorrichtung übertragenen Daten zu empfangen, hat eine Spule oder einen Induktor 30, der an die Oberfläche der Haut oberhalb der Stelle des Induktors 20 der implantierten Vorrichtung angelegt wird. Die beiden Induktoren 20 und 30 sind so aufgebaut, daß sie magnetisch miteinander gekoppelt sind. Als solches können sie als zwei Spulen eines Transformators betrachtet werden, der einen niedrigen Kopplungskoeffizienten hat. Ein Kondensator 32 ist über dem Induktor 30 angeschlossen.

Wenn der Schalter 24 offen ist, schwingt die Schaltung mit der Frequenz f_0 in einer im wesentlichen sinusförmigen Schwingungsform mit einer Sinusspannung V_L über dem Induktor 20 und dem Kondensator 22. In diesem Zustand verbraucht die Schaltung Energie, die von einer externen Versorgungsschaltung mit dem Induktor 30 und der Kapazität 32 genommen wird. Wenn der Schalter 24 geschlossen ist, sind der Induktor 20 und der Kondensator 22 kurzgeschlossen. In diesem Zustand verbraucht die Schaltung eine geringere Energie, die von der externen Versorgungsschaltung mit dem Induktor 30 und dem Kondensator 32 genommen wird. Durch Öffnen und Schließen des Schalters 24 wird folglich die Spannung an dem Kondensator 32 AM- und FM-moduliert.

Nicht auf Null zurückkehrende (NRZ), serielle, binäre Daten werden von der implantierten Vorrichtung an einen digitalen Codierer 26 geliefert, der dazu verwendet wird, den Schalter 24 zu öffnen und zu schließen, um das Spannungssignal über dem Induktor 20 zu modulieren. In dem hier verwendeten Beispiel wird ein NRZ-Datenbit von „0“ durch den digitalen Codierer 26 so codiert, daß es zwei Übergänge von Null auf Eins oder von Eins auf Null ist, während ein NRZ-Datenbit von „1“ durch den digitalen Codierer 26 so codiert wird, daß es gleich einem einzigen Übergang von Null auf Eins oder von Eins auf Null ist (siehe Figur 9).

Eine reflektierte Impedanz von der implantierten Vorrichtung tritt in Reihe mit dem Induktor 30 und dem Kondensator 32 auf. Die reflektierte Impedanz ist in Figur 1 durch einen Widerstand 34 und einen Induktor 36 gezeigt, die zusammen mit dem Induktor 30 und dem Kondensator 32 in Reihe geschaltet sind.

Wenn der Schalter 24 geöffnet ist, ist der Widerstandswert des Widerstandes 34 hoch, und wenn der Schalter 24 geschlossen ist, ist der Widerstandswert des Widerstandes 34 sehr niedrig, nahe bei Null. Wenn der Schalter 24 geöffnet wird, hat die Induktanz des Induktors 36 einen niedrigen, negativen Wert, und wenn der Schalter 24 geschlossen ist, hat der Induktor 36 eine Induktanz näherungsweise gleich Null.

Ein Oszillator 38 ist mit dem abgestimmten externen Schaltkreis verbunden und schwingt näherungsweise bei f_0 . Als solches schwingen der Induktor 30 und der Kondensator 32 bei einer Frequenz, die nahezu gleich f_0 ist. Im allgemeinen sind der Induktor 30 und der Kondensator 32 auf f_0 abgestimmt, um eine effiziente Energieübertragung zu erreichen. Der Oszillator 38 kann ein Colpitts-Schaltkreis oder eine Schaltung sein, die in Figur 2 in dem U.S.-Patent Nr. 4,233,679 von Schulman gezeigt ist.

Wenn der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird, ändert sich die Spannung über dem Kondensator 32 ebenso wie die Schwingungsfrequenz. Wenn der Schalter geöffnet wird, fällt die Spannung über dem Kondensator 32 aufgrund einer Erhöhung in dem reflektierten Widerstand ab, und die Schwingungsfrequenz steigt etwas. Daher ist ersichtlich, daß, wenn der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird, die Spannung über dem Kondensator 32 moduliert wird. Zusätzlich wird die Hauptfrequenz der Schwingung der Schaltung in der externen Vorrichtung, die f_0 ist, etwas dadurch moduliert, daß der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird.

Es ist daher ersichtlich, daß die Modulation, die durch den Schalter 24 auf den implantierten, abgestimmten Schaltkreis ausgeübt wird, über dem Kondensator 32 aufscheint. Folglich kann ein Demodulator verwendet werden, um die übertragenen Daten zu erhalten. In der in Figur 1 gezeigten Schaltung wird ein AM-Demodulator 40 verwendet. Der AM-Demodulator 40 extrahiert die AM-Modulation, die von der reflektierten Impedanz erzeugt wird, wobei der Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 eine Gleichspannungs-Oszillatoramplitude und zusätzlich eine Wechselstrommodulation enthält.

Der AM-Demodulator 40 kann typischerweise eine Diode 42 sein, deren Anode mit der ungeerdeten Seite des Kondensators 32 verbunden ist, und deren Kathode mit dem Ausgang der Schaltung verbunden ist, an dem V_0 auftritt. Ein Widerstand 44 und ein Kondensator 46 sind zusammen parallel zwischen der Kathode der Diode 42 und Erde angeschlossen. Es ist selbstverständlich von dem Durchschnittsfachmann zu erkennen, daß verschiedene andere AM-Demodulatoranordnungen vorhanden sind, und daß jede von diesen alternativ eingesetzt werden könnte.

Typischerweise kann dann ein Verstärker und Bandpaßfilter (nicht gezeigt) verwendet werden, um die Trägerfrequenz auszufiltern und auf diese Weise das Wechselstromsignal zu extrahieren, zu verstärken und daran eine Bandbegrenzung durchzuführen. Auf diese Weise wird nur der Frequenzteil des Signals weitergegeben, der erforderlich ist, um die übertragenen Daten zu rekonstruieren. Ein Decoder (nicht gezeigt) wird dann verwendet, um das Signal zu decodieren, um die ursprünglichen, übertragenen Daten zu liefern.

Die wichtigste Charakteristik des Systems, das in Figur 1 gezeigt ist, ist seine maximale Datenrate. Man beachte für den Moment, daß der digitale Codierer 26 aus der Schaltung von Figur 2 weggenommen wird, und daß dann die seriellen NRZ-Daten direkt an den Schalter 24 angelegt werden. Die verwendete AM-Modulation ist typischerweise eine Doppelseitenband-Modulation, da beide Seitenbänder übertragen werden, und das Frequenzspektrum der seriellen NRZ-Daten selbst ist unendlich. Für eine binäre Kommunikation, die verwirklicht werden soll, muß die Bandbreite des Systems größer als die minimale Nyquist-Rate von $\frac{1}{2} T = 0,5 f_b$ sein, wobei T die Bitdauer und f_b die Bitrate ist.

Aus praktischen Erwägungen ist im allgemeinen die Bandbreite nicht kleiner als $0,75 f_b$. Eine Doppelseitenband-AM-Modulation erfordert daher eine Bandbreite von wenigstens $1,5 f_b$. Der Oszillator 38, der Induktor 30 und der Kondensator 32 sind äquivalent zu einem 2-Pol-Bandpaßfilter, der die AM-Modulation auf dem f_0 -Träger durchläßt. Figur 2 zeigt das Basisbandäquivalent zu der Schaltung von Figur 1. In Figur 1 hat ein Widerstand 57 eine Seite als Eingang für die Schaltung, wobei der Eingang die reflektierte Impedanz ist. Die andere Seite des

Widerstandes 57 ist der Ausgang der Schaltung, auf dem V_0 auftritt. Ein Kondensator 59 ist über dem Ausgang der Schaltung und Erde angeschlossen.

Figur 3 zeigt das Frequenzansprechverhalten des in Figur 1 gezeigten Systems (wobei das Ansprechverhalten durch die Bezugszahl 61 bezeichnet ist). Bei dem Basisband (nach der AM-Demodulation) und unter der Annahme, daß der AM-Demodulator ohne Schwankungen der Modulationsfrequenz perfekt ist, ist das System äquivalent zu einem Ein-Pol-Tiefpaßfilter mit einer Bandbreite f_{LC} . Die Breite dieser Bandbreite f_{LC} wird durch den Qualitätsfaktor Q der Spule begrenzt, wie durch die folgende Gleichung definiert ist:

$$(1) \quad f_{LC} = \frac{1}{2} \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$$

In der Praxis ist die maximale Rate, bei der die übertragenen Daten genau empfangen werden können, gleich f_{LC} , da die Amplitude des Signales bei Frequenzen oberhalb f_{LC} um mehr als 3 dB abgefallen sind. Folglich ist die maximale Übertragungsrate der Daten gleich f_{LC} , die bei dem in Figur 1 gezeigten System nur etwa 400 Hz beträgt. Dadurch wird im wesentlichen die Datenübertragungsrate auf eine verhältnismäßig niedrige Rate begrenzt.

Es wird nun auf Figur 4 bezuggenommen, in der ein System gezeigt ist, welches die bevorzugte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt. Der implantierte Teil des Systems ist identisch mit dem System von Figur 1, und es gibt weitere Ähnlichkeiten in dem externen Teil des Systems. Das System von Figur 4 verwendet den Induktor 30, der an die Oberfläche der Haut über der Lage des Induktors 20 der implantierten Vorrichtung angelegt wird, um die beiden Induktoren 20 und 30 magnetisch miteinander zu koppeln. Der Kondensator 32 ist über dem Induktor 30 angeschlossen, wobei die reflektierte Impedanz von der implantierten Schaltung von dem Widerstand 34 und dem Induktor 36 gebildet wird.

Das System von Figur 4 verwendet auch einen Oszillator 50, der mit der abgestimmten, externen Schaltung verbunden ist und der näherungsweise bei f_0 schwingt. Der Induktor 30 und der Kondensator 32 sind wieder auf f_0 abgestimmt, um eine effiziente Energieübertragung zu erzielen. Wenn der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird, wird wiederum die Spannung und die Frequenz über dem Kondensator 32 moduliert.

Folglich kann ein Demodulator verwendet werden, um die übertragenen Daten zu erhalten, und der AM-Demodulator 40 wird wiederum benutzt. Der AM-Demodulator 40 extrahiert die AM-Demodulation, die von der reflektierten Impedanz erzeugt wird, wobei der Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 eine Gleichspannungs-Schwingungsamplitude und zusätzlich eine Wechselspannungsmodulation enthält. Die Schaltung von Figur 4 unterscheidet sich von der Schaltung von Figur 1 dadurch, daß eine Rückkopplungsschleife zwischen dem Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 und dem Oszillator 50 verwendet wird, der zum Antreiben der externen Schaltung verwendet wird.

Ein Vergleichsverstärker 52 wird verwendet, um den Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 mit einer Bezugsspannung V_R zu vergleichen. Der Ausgang des Vergleichers 52 wird an eine Rückkopplungsschaltung 54 zugeführt, deren Ausgang zum Antreiben des Oszillators 50 verwendet wird. Die Rückkopplungsschleife arbeitet somit in der Weise, daß die Spannung über dem Kondensator 32 über die Zeit konstant gehalten wird. Es ist an diesem Punkt zu beachten, daß die Rückkopplungsschleife kurzzeitige Schwankungen in der Spannung über dem Kondensator 32 nicht beeinflußt, die durch Schwankungen in der reflektierten Impedanz verursacht werden, die dadurch erzeugt werden, daß der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird. Dies ist deshalb richtig, da die Frequenz, mit der der Schalter 24 geöffnet und geschlossen wird, verhältnismäßig hoch ist, wie aus dem folgenden ersichtlich wird.

An dem Ausgang des AM-Demodulators 40 ist auch ein Verstärker und Bandpaßfilter 56 angeschlossen, der dazu verwendet wird, das Signal von dem AM-Demodulator 40 zu verstärken und zu filtern. Schließlich wird ein Decoder 58 verwendet, um das verstärkte und gefilterte Signal zu decodieren, um die

ursprünglichen Daten zu erhalten. Der Verstärker und Bandpaßfilter 56 und der Decoder 58 sind standardmäßig ausgelegt und im Stand der Technik bekannt.

Als nächstes wird auf Figur 5 bezuggenommen, in der eine Schaltung 60 gezeigt ist, die die Funktionen des Vergleichers 52 und der Rückkopplungsschaltung 54 ausführt. In dieser Schaltung 60 ist ein Funktionsverstärker 62 gezeigt, der als Integrator angeschlossen ist. Die Bezugsspannung V_R an den positiven Eingang des Funktionsverstärkers 62 angeschlossen. Ein Widerstand 64 ist zwischen dem Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 und dem negativen Eingang des Funktionsverstärkers 62 angeschlossen. Ein Kondensator 66 ist an einer Seite mit dem negativen Eingang des Funktionsverstärkers 62 und auf der anderen Seite mit einer Seite eines Widerstandes 68 verbunden. Die andere Seite des Widerstandes 68 ist mit dem Ausgang des Funktionsverstärkers 62 verbunden.

Um die Rückkopplungsschleife zu vervollständigen, wird der Ausgang des Funktionsverstärkers 62 mit einem Oszillator 50 verbunden. Der Ausgang des Funktionsverstärkers 62 hält den Spannungsausgang von dem Oszillator 50 über die Zeit konstant, wie oben erwähnt wurde. Diese Rückkopplungsschleife hat zwei wesentliche Effekte. Der erste dieser Effekte besteht darin, daß die Amplitude des Ausgangs des Oszillators 50 so ist, daß der Gleichspannungsausgang von dem AM-Detektor 40 konstant und gleich V_R ist.

Der zweite Effekt der Rückkopplungsschleife besteht darin, daß die Transferfunktion von der reflektierten Impedanzmodulation zu dem Ausgang V_0 des AM-Demodulators 40 nicht mehr länger ein 1-Pol-Tiefpaß-Respons, sondern stattdessen ein Bandpaßrespons ist. Das Bandpaßäquivalent der in Figur 5 gezeigten Schaltung ist in Figur 6 dargestellt. Der Ausgang des Funktionsverstärkers 62 ist so angeschlossen, daß er einen Verstärker 70 treibt. Ein Koeffizient K ist gleich der Ableitung von V_0 dividiert durch die Ableitung von V_1 . Der Ausgang des Verstärkers 70 wird an einen Eingang einer Summierstufe 72 zugeführt, deren Eingang die externe Modulation V_1 ist, die durch Schwankungen in der reflektierten Impedanz bewirkt wird. Der Ausgang der Summierstufe 72 treibt den Oszillator 50.

Nimmt man das Tiefpaß-Basisband-Äquivalent der in Figur 6 gezeigten Schaltung, so erhält man die Schaltung von Figur 7. Der positive Eingang des Funktionsverstärkers 62 ist geerdet. Folglich wird der Ausgang der Summierstufe 72 an die eine Seite des Widerstandes 57 zugeführt, wobei die andere Seite des Widerstandes 57 der Ausgang V_0 ist. Der Kondensator 59 ist über dem Ausgang V_0 und Erde angeschlossen. Der Widerstand 57 und der Kondensator 59 bilden einen Vierpol-Tiefpaßfilter-Äquivalentschaltkreis zu dem in Figur 2 gezeigten Schaltkreis.

Durch die Durchführung der folgenden, elementaren Steuerkreisberechnungen kann eine Eingangs-Ausgangs-Gesamttransferfunktion $H(s)$ bestimmt werden:

$$(2) \quad H(s) = \frac{V_0}{V_i}$$

$$(3) \quad \omega_{LC} = 2\pi f_{LC} = \frac{1}{R_0 C_0}$$

$$(4) \quad H_{LC} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{LC}}}$$

$$(5) \quad \frac{V_0}{V_i} = \frac{H_{LC}}{1 - H_{LC}H_f} = H(s)$$

$$(6) \quad H_f = -K \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_1 C_2 s}$$

$$(7) \quad H(s) = \frac{\omega_{LC} s}{s^2 + \frac{R_1 + KR_2}{R_1} \omega_{LC} s + K \frac{\omega_{LC}}{R_1 C_2}}$$

$$(8) \quad \omega_{obp} = \sqrt{K \frac{\omega_{LC}}{R_1 C_2}}$$

$$(9) \quad Q = \frac{R_1}{R_1 + KR_2} \frac{\omega_{obp}}{\omega_{LC}}$$

17.02.98

Durch Betrachtung kann man sehen, daß $H(s)$ ein Standard-2-Pol-Bandpaßrespons mit einer Mittenfrequenz ω_{bp} und einem Qualitätsfaktor Q ist, der auf den Anwendungsfall abgestimmt werden kann, wobei diese nicht mehr länger nur durch die L-C-Elemente des Oszillators bestimmt werden. Figur 8 zeigt, wie der neue Frequenzrespons (durch die Bezugszeichen 74 und 76 angedeutet) im Vergleich zu dem L-C-Respons des Systems von Figur 1 aussieht (der durch das Bezugszeichen 61 bezeichnet ist, wobei dieser Respons auch in Figur 3 dargestellt war).

Aus der $H(s)$ -Relation (Gleichung 7 und von Figur 8 kann entnommen werden, daß der Systemrespons 74 des in Figur 4 gezeigten Systems bei einer Frequenz von Null gleich Null ist gegenüber einem Maximum in den Systemen von Figur 1. Der Systemrespons 74 ist stattdessen um die Frequenz ω_{bp} zentriert, und die nutzbare Bandbreite ist erheblich breiter als die nutzbare Bandbreite des Systems von Figur 1.

Bezieht man sich für den Moment auf Figur 4, hat der digitale Codierer 26 den Zweck, das Frequenzspektrum von NRZ (Nicht-Rückkehren-auf-Null), das Komponenten bis herunter zu Gleichstrom hat, in ein Spektrum zu ändern, welches keine Komponenten nahe bei der Frequenz gleich null enthält. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein MSK(minimum-shift-keying)-Codierer verwendet, der eine erste Frequenz f_1 , die 8192 Hz ist, und eine zweite Frequenz f_2 hat, die 4096 Hz ist. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel gibt es eine einfache Codierungsregel, wobei eine Null als f_1 und eine 1 als f_2 übertragen wird, wie in Figur 9 gezeigt ist. Die Spannung über dem Kondensator 32 ist in Figur 9 zusammen mit dem zugehörigen Ausgang von dem AM-Demodulator 40 gezeigt, der die eine Seite der Spannung über dem Kondensator 32 ist. Der Verstärker und Bandpaßfilter 56 erzeugt ein Signal, welches von dem Nicht-Gleichstrom-Teil der Einhüllenden des Ausgangs von dem AM-Demodulator abhängt. Der Signalausgang des Verstärkers und Bandpaßfilters 56 wird dann von dem Decoder 58 verwendet, um das Signal zurück auf NRZ zu decodieren.

Der Aufbau des Decoders 58 ist für den Fachmann in dieser Technik offensichtlich. Eine MSK-Codierung erfordert bekanntlich eine verhältnismäßig geringe Übertragungsbandbreite. Tatsächlich kann sie mit einer zweiseitigen Bandbreite von 0,7 dividiert durch die Periode T arbeiten. Daraus ergibt sich, daß der Faktor 0,7 mit der Frequenz 8192 Hz multipliziert wird, um eine Bandbreite von 5734 Hz zu erhalten, die auf f_{obp} bei $(8192 + 4096)/2$ oder 6144 Hz zentriert ist.

Die Wahl von f_1 und f_2 kann zu einer Vereinfachung des Decodierers 58 führen. Die beste Arbeitsweise des Decodierers wird durch Verwendung eines kohärenten Decoders erzielt, der unter Verwendung einer PLL (phase-locked-loop) an dem Empfänger die beiden Träger f_1 und f_2 und auf das Bittaktsignal zurückgewinnt. Der Bit-Takt ist jedoch gleich f_1 und $f_2 = \frac{1}{2} f_1$, so daß die Träger sehr einfach erhalten werden können. Ein nicht-kohärenter Decoder mit einer reduzierten Performance aber mit vereinfachten Schaltungen könnte ebenfalls verwendet werden. Detaillierte Schaltungsdarstellungen für den digitalen Codierer 26, den Verstärker und Bandpaßfilter 56 und den Decoder 58 werden nicht dargestellt, da sie auf vielfältige Weise implementiert werden können, die dem Fachmann in dieser Technik bekannt sind.

Als nächstes wird auf Figur 10 bezuggenommen, wobei zu beachten ist, daß, während der AM-Demodulator 40 notwendigerweise in der Schleife enthalten ist, ein FM-Demodulator ebenfalls mit seinem Eingang über dem Kondensator 32 angeschlossen werden könnte. Der Ausgang des FM-Demodulators 80 würde dann den Verstärker und Bandpaßfilter 56 antreiben.

Es ist auch zu beachten, daß derartige Telemetriesysteme typischerweise Vorkehrungen enthalten, so daß sie in der entgegengesetzten Richtung arbeiten, d.h. von der externen Vorrichtung zu der implantierten Vorrichtung. In diesem Fall wäre ein Empfänger-Detektor über dem Induktor 20 angeschlossen.

Aus der vorstehenden, detaillierten Beschreibung des bevorzugten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung ist zu ersehen, daß sie in der Lage ist, Daten mit einer hohen Rate genau zu übertragen und zu empfangen. Die Strommenge, die von dem implantierten Teil solch eines Systems benötigt wird, ist

minimal und beeinflußt daher als solches die Batterielebensdauer nicht nachteilig. Das System ist kompakt, so daß es nicht in erheblicher Weise zu dem Platzbedarf beiträgt, der von der implantierten Vorrichtung benötigt wird. Schließlich werden alle die obengenannten Vorteile und Ziele erreicht, ohne erhebliche, relative Nachteile in Kauf nehmen zu müssen.

Obwohl ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung gezeigt und beschrieben wurde, ist es für den Fachmann dieser Technik offensichtlich, daß eine Reihe von Änderungen, Modifikationen oder Abwandlungen an der oben beschriebenen Erfindung durchgeführt werden können, die in den Umfang der beigefügten Ansprüche fallen, die die vorliegende Erfindung definieren. Alle diese Änderungen, Modifikationen und Abwandlungen sollen daher als im Umfang der vorliegenden Erfindung befindlich gesehen werden.

Patentansprüche

1. Telemetriesystem zur Verwendung in einer implantierbaren Vorrichtung, umfassend:
 - einen Induktor zum Empfangen eines Information enthaltenden magnetischen Feldes;
 - einen Kondensator, der parallel zu dem Induktor angeschlossen ist;
 - einen Oszillator, der angeschlossen, um den Induktor und den Kondensator mit einem oszillierenden Ausgangssignal anzutreiben;
 - einen AM-Demodulator, der über dem Induktor und dem Kondensator angeschlossen ist, wobei der AM-Demodulator einen Ausgang hat, der eine Wechselstromkomponente und eine Gleichstromkomponente enthält, wobei das System gekennzeichnet ist durch
 - eine Rückkopplungsschleifeneinrichtung, die zwischen dem Ausgang des AM-Demodulators und dem Oszillator zur Steuerung der Amplitude des oszillierenden Ausgangssignals angeschlossen ist, wobei die Rückkopplungsschleifeneinrichtung dazu dient, die Gleichspannungskomponente des Ausgangs des AM-Demodulators konstant zu halten.
2. Telemetriesystem nach Anspruch 1, worin der Induktor und der Kondensator Werte haben, um sie auf eine Frequenz f_0 abzustimmen, und der Oszillator eingestellt ist, um bei einer Frequenz zu schwingen, welche ungefähr gleich f_0 ist.
3. Telemetriesystem nach Anspruch 1, worin der Oszillator durch die Rückkopplungsschleifeneinrichtung gesteuert wird, um das Signal, welches von dem Induktor und dem Kondensator antreibt, bei einem konstanten Niveau zu halten.
4. Telemetriesystem nach Anspruch 1, worin der Induktor einen ersten Anschluß und einen zweiten Anschluß hat, wobei der Kondensator einen

ersten Anschluß und einen zweiten Anschluß hat, wobei der erste Anschluß des Induktors mit dem ersten Anschluß des Kondensators verbunden ist, der zweite Anschluß des Induktors mit dem zweiten Anschluß des Kondensators verbunden ist, wobei die zweiten Anschlüsse geerdet sind, worin der AM-Demodulator umfaßt:

eine Diode, die eine Kathode und eine Anode hat, wobei die Anode mit den ersten Anschlüssen des Induktors und des Kondensators verbunden ist;

einen zweiten Kondensator, der erste und zweite Anschlüsse hat, wobei der erste Anschluß des zweiten Kondensators mit der Kathode der Diode verbunden ist, wobei der zweite Anschluß des zweiten Kondensators mit dem zweiten Anschluß des Induktors und dem zweiten Anschluß des Kondensators verbunden ist;

einen Widerstand, der erste und zweite Anschlüsse hat, wobei der erste Anschluß des Widerstands mit dem ersten Anschluß des zweiten Kondensators und der Kathode der Diode verbunden ist, und wobei der zweite Anschluß des Widerstands mit dem zweiten Anschluß des zweiten Kondensators, dem zweiten Anschluß des Induktors und dem zweiten Anschluß des Kondensators verbunden ist.

5. Telemetriesystem nach Anspruch 1, worin die Rückkopplungsschleifeneinrichtung so angeordnet und aufgebaut ist, daß sie den Respons des Systems von einer 1-Pol-Tiefpaß-Respons in eine Bandpaß-Respons umwandelt.

6. Telemetriesystem nach Anspruch 1, worin die Rückkopplungsschleifeneinrichtung umfaßt:

einen Funktionsverstärker, der einen positiven Eingang, einen negativen Eingang und einen Ausgang hat, wobei der positive Eingang des Funktionsverstärkers mit einer Referenzgleichspannung beliefert wird;

einen ersten Widerstand, der zwischen dem Ausgang des AM-Demodulators und dem negativen Eingang des Funktionsverstärkers angeschlossen ist;

einen zweiten Kondensator, der einen ersten Anschluß und einen zweiten Anschluß hat, wobei der erste Anschluß des zweiten Kondensators mit dem negativen Eingang des Funktionsverstärkers verbunden ist; und

einen zweiten Widerstand, der einen ersten Anschluß und einen zweiten Anschluß hat, wobei der erste Anschluß des zweiten Widerstands mit dem zweiten Anschluß des zweiten Kondensators verbunden ist, wobei der zweite Anschluß des zweiten Widerstands mit dem Ausgang des Funktionsverstärkers verbunden ist, und wobei der Ausgang des Funktionsverstärkers ebenso angeschlossen ist, um den Oszillator anzutreiben.

7. Telemetriesystem nach Anspruch 1, zusätzlich umfassend:

einen Verstärker und Bandpaßfilter, der den Ausgang von dem AM-Demodulator als einen Eingang hat, wobei der Verstärker und Bandpaßfilter einen Ausgang liefert; und

einen Decoder, der den Ausgang von dem Verstärker und Bandpaßfilter als Eingang hat.

8. Telemetriesystem nach Anspruch 1, zusätzlich umfassend:

einen FM-Demodulator, der parallel zu dem Induktor und dem Kondensator angeschlossen ist, wobei der FM-Demodulator einen Ausgang hat;

einen Verstärker und Bandpaßfilter, der als Eingang den Ausgang von dem FM-Demodulator hat, wobei der Verstärker und Bandpaßfilter einen Ausgang liefern; und

einen Decoder, der als einen Eingang den Ausgang von dem Verstärker und Bandpaßfilter hat.

9. Telemetriesystem nach einem der vorangegangenen Ansprüche, weiterhin umfassend:

einen weiteren Induktor zum Senden des eine Information enthaltenden magnetischen Feldes;

einen weiteren Kondensator, der parallel zu dem ersten Induktor angeschlossen ist;
einen Schalter, der parallel zu dem weiteren Induktor und dem weiteren Kondensator angeschlossen ist; und
eine Einrichtung zum periodischen sequentiellen Öffnen und Schließen des Schalters, um eine Spannung über dem ersten Induktor und dem ersten Kondensator zu modulieren.

10. Telemetriesystem nach Anspruch 9, worin die Einrichtung zum periodischen und sequentiellen Öffnen und Schließen des Schalters umfaßt:
einen digitalen Codierer, wobei der Schalter geöffnet wird, wenn der Ausgang des digitalen Codierers eine digitale „0“ ist, und geschlossen wird, wenn der Ausgang des digitalen Codierers eine digitale „1“ ist.
11. Telemetriesystem nach Anspruch 10, worin ein Datenbit von „0“ durch den digitalen Codierer als zwei Übergänge von Null zu Eins oder von Eins zu Null codiert wird, während ein Datenbit von „1“ durch den digitalen Codierer als ein einzelner Übergang von Null auf Eins oder von Eins auf Null codiert wird.
12. Telemetriesystem nach Anspruch 9, worin der weitere Induktor und der weitere Kondensator Werte haben, um sie auf eine Frequenz f_0 abzustimmen, und der Oszillator so eingestellt wird, daß er bei einer Frequenz schwingt, welche ungefähr gleich f_0 ist.
13. Telemetriesystem nach Anspruch 12, worin der Induktor und der Kondensator Werte haben, um sie auf die Frequenz f_0 abzustimmen.
14. Telemetriesystem nach Anspruch 9, worin der Oszillator durch die Rückkopplungsschleifeneinrichtung gesteuert wird, um das Signal, das den

Induktor und den Kondensator antreibt, bei einem konstanten Niveau zu halten.

15. Telemetriesystem nach Anspruch 9, worin die Rückkopplungsschleifeneinrichtung so angeordnet und aufgebaut ist, daß sie den Respons des Systems von einem 1-Pol-Tiefpaßrespons auf einen Bandpaßrespons umwandelt.
16. Telemetriesystem nach Anspruch 9, worin die Rückkopplungsschleifen-
einrichtung umfaßt:
einen Funktionsverstärker, der einen positiven Eingang, einen negativen Eingang und einen Ausgang hat, wobei der positive Eingang des Funktions-
verstärkers mit einer Referenzgleichspannung beliefert wird;
einen ersten Widerstand, der zwischen dem Ausgang des AM-Demodulators
und dem negativen Eingang des Funktionsverstärkers angeschlossen ist;
einen zweiten Kondensator, der einen ersten Anschluß und einen zweiten
Anschluß hat, wobei der erste Anschluß des zweiten Kondensators mit dem
negativen Eingang des Funktionsverstärkers verbunden ist; und
einen zweiten Widerstand, der einen ersten Anschluß und einen zweiten
Anschluß hat, wobei der erste Anschluß des zweiten Widerstands mit dem
zweiten Anschluß des zweiten Kondensators verbunden ist, der zweite
Anschluß des zweiten Widerstands mit dem Ausgang des Funktions-
verstärkers verbunden ist, und wobei der Ausgang des Funktionsverstärkers
ebenso angeschlossen ist, um den Oszillator anzutreiben.
17. Telemetriesystem nach Anspruch 9, zusätzlich umfassend:
einen Verstärker und Bandpaßfilter, der als einen Eingang den Ausgang von
dem AM-Demodulator hat, wobei der Verstärker und Bandpaßfilter einen
Ausgang liefert; und einen Decodierer, der als einen Eingang den Ausgang
von dem Verstärker und Bandpaßfilter hat.

18. Telemetriesystem nach Anspruch 9, zusätzlich umfassend:
einen FM-Demodulator, der parallel zu dem Induktor und dem Kondensator angeschlossen ist, wobei der FM-Demodulator einen Ausgang hat;
einen Verstärker und Bandpaßfilter, der als einen Eingang den Ausgang von dem FM-Demodulator hat, wobei der Verstärker und Bandpaßfilter einen Ausgang liefert; und
einen Decodierer, der als Eingang den Ausgang von dem Verstärker und Bandpaßfilter hat.
19. Verfahren zum Datentelemetrieren von Daten zwischen einer implantierbaren Vorrichtung und einer externen Vorrichtung, umfassend:
Senden eines eine Information enthaltenden magnetischen Feldes;
Empfangen eines eine Information enthaltenden magnetischen Feldes mit einem Induktor;
Anschließen eines Kondensators parallel zu dem Induktor;
Antreiben des Induktors und des Kondensators mit einem Oszillator, der ein oszillierendes Ausgangssignal hat;
Demodulieren des Signals über dem Induktor und dem Kondensator mit einem AM-Demodulator, wobei der AM-Demodulator einen Ausgang hat, welcher eine Wechselspannungskomponente und eine Gleichspannungskomponente enthält;
wobei das Verfahren gekennzeichnet ist durch
Konstanthalten der Gleichspannungskomponente des Ausgangs des AM-Demodulators durch Anschließen einer Rückkopplungsschleifeneinrichtung zwischen dem Ausgang des AM-Demodulators und dem Oszillator, um die Amplitude des oszillierenden Ausgangssignals zu steuern.

17.00.98

SERIELLE NRZ-DATEN

DIGITALER CODIERER

OSZILLATOR

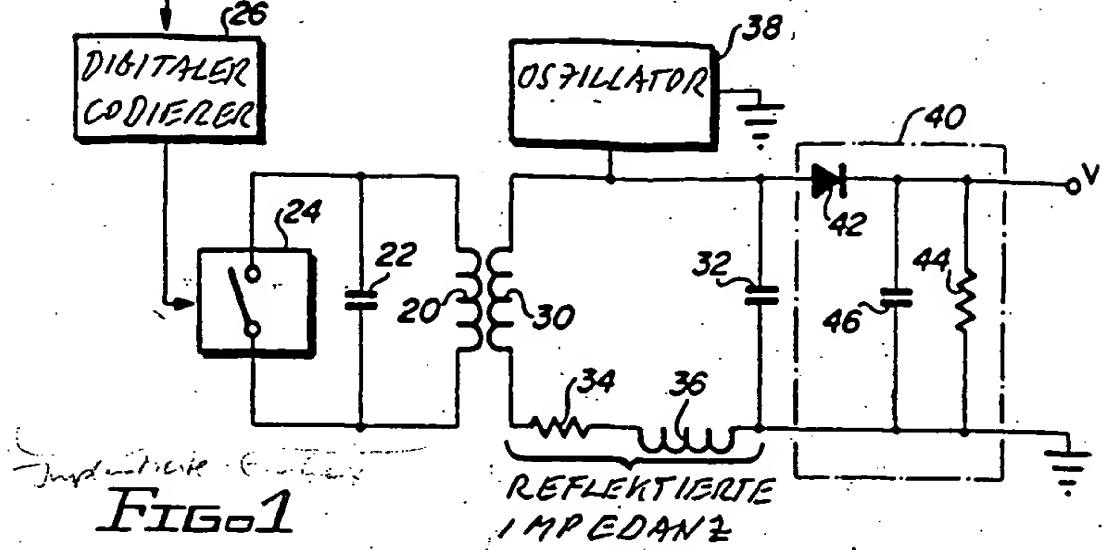


FIG. 1

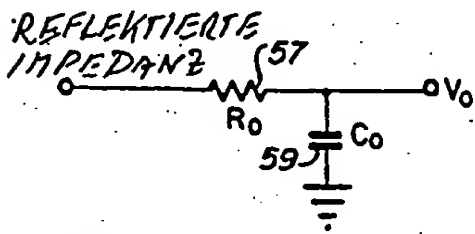


FIG. 2

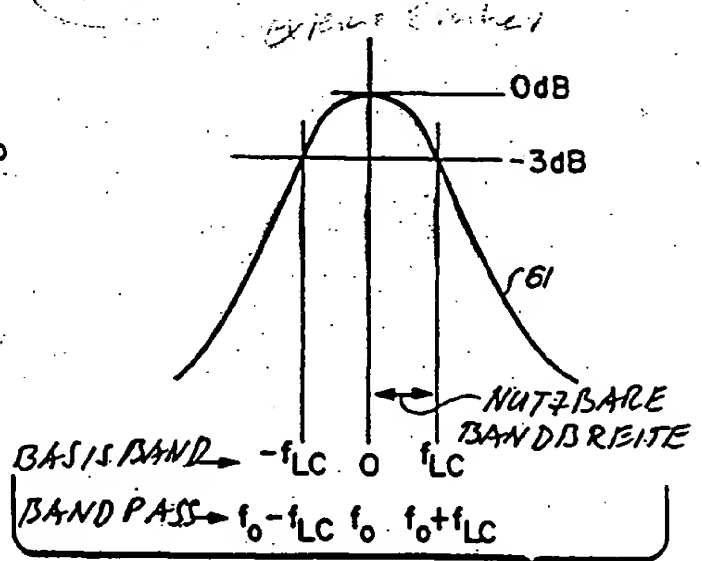


FIG. 3

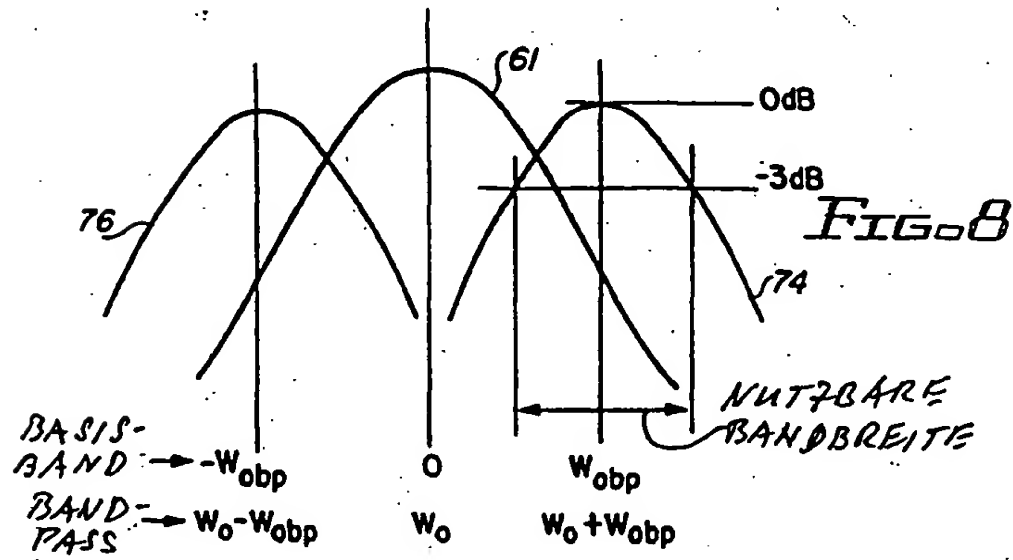


FIG. 8

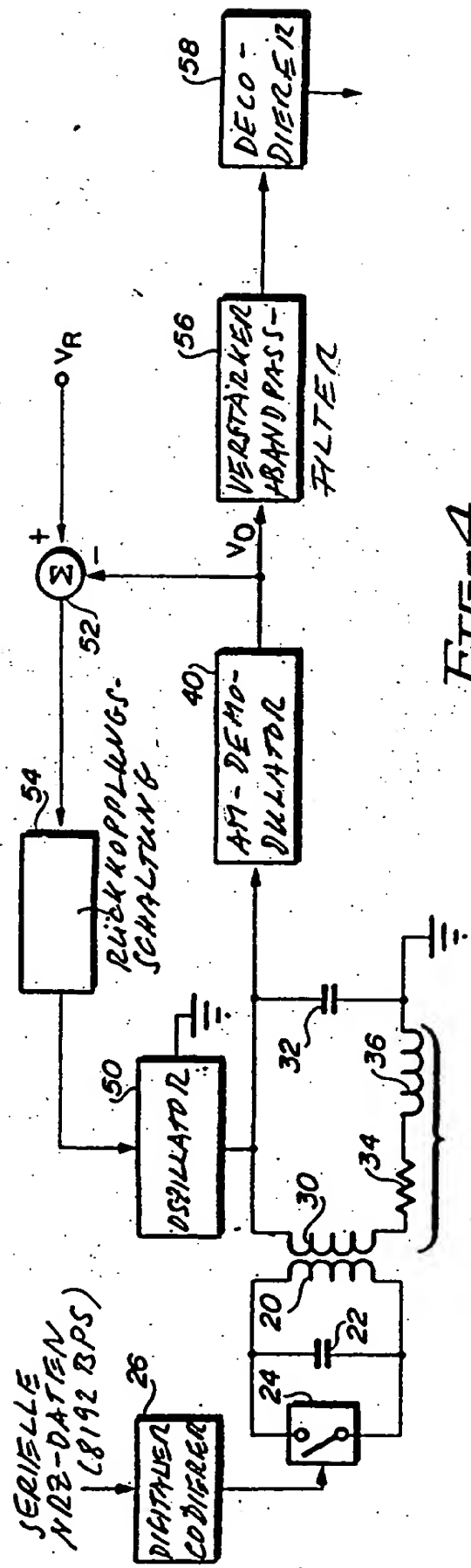


FIG 4

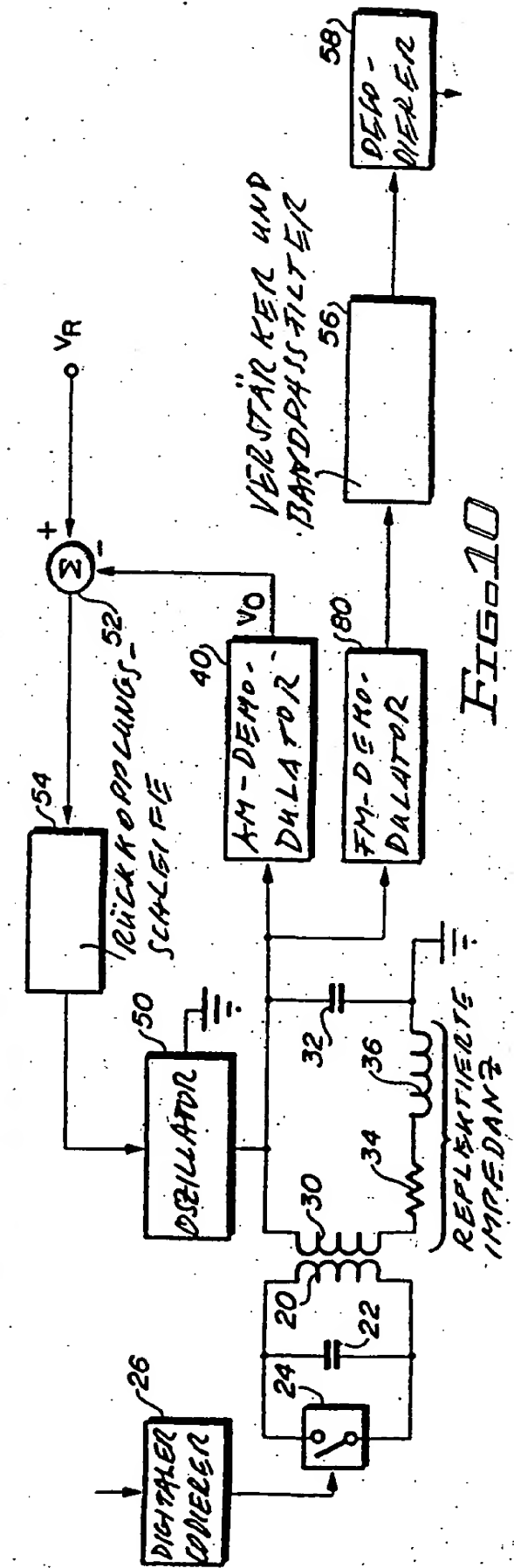
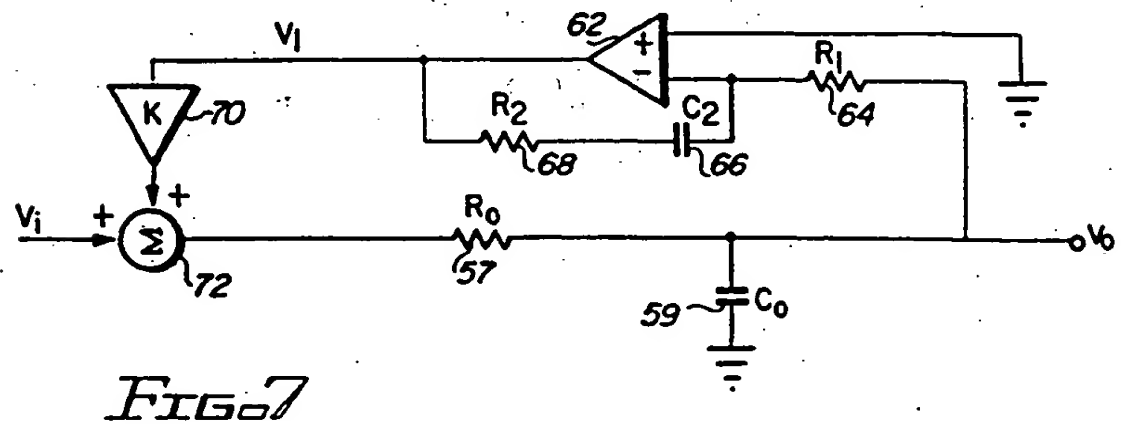
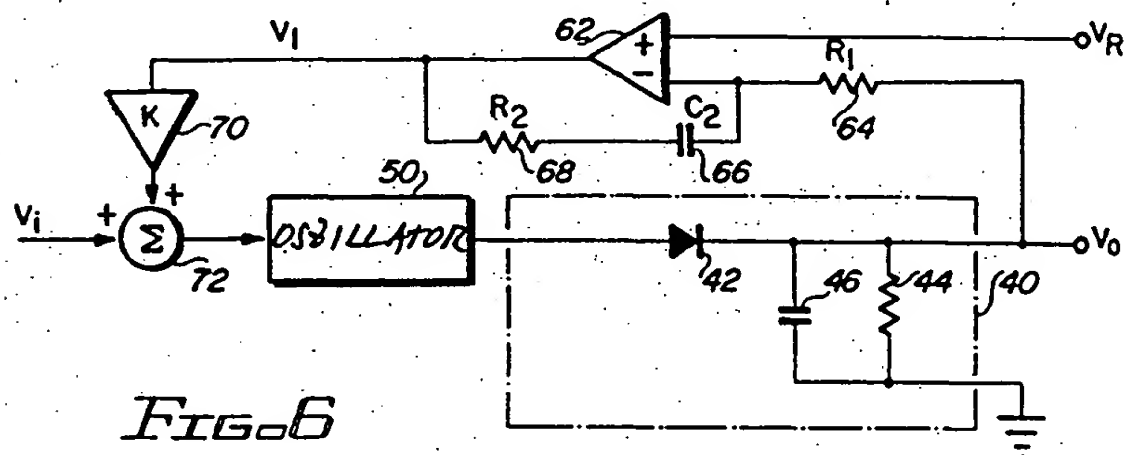
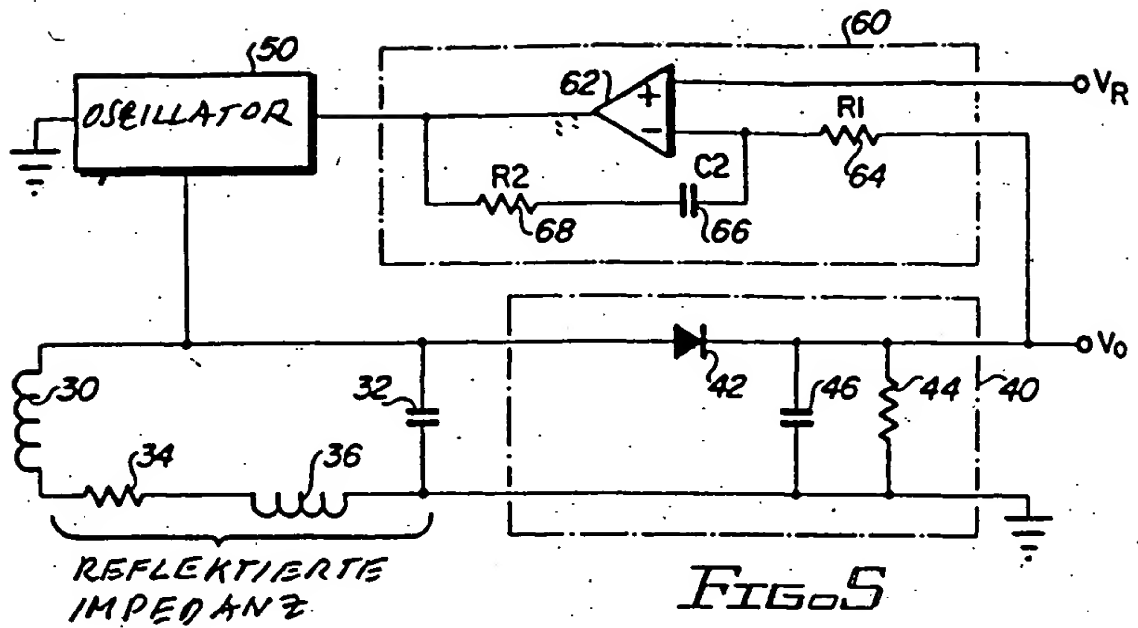


FIG 10

170298



17.02.98

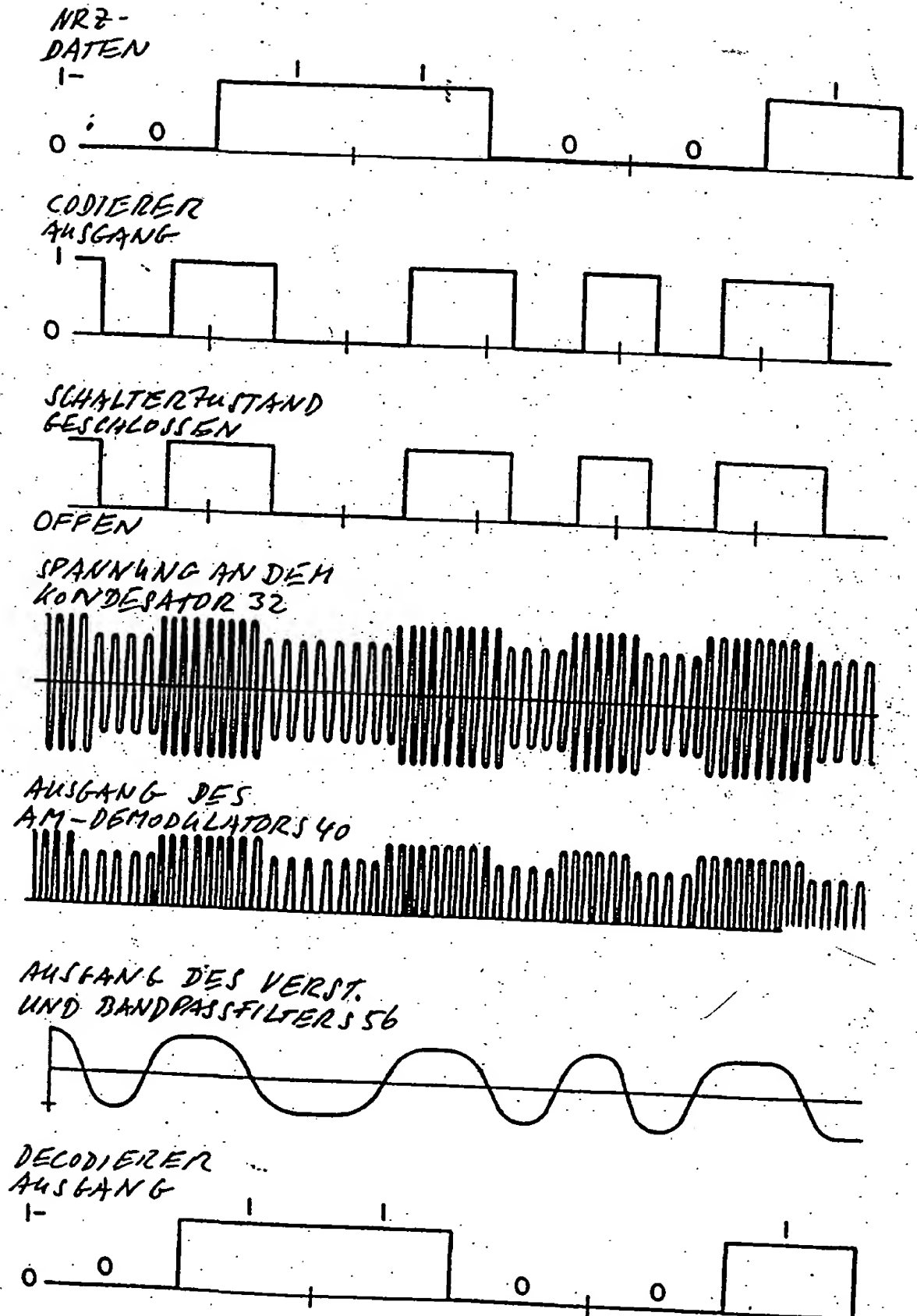


FIG. 9